УДК 621.321.6

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРЯДКОВЫХ УРОВНЕЙ ПОМЕХОВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА СТАДИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

А.Н. Селяев, А.М. Гаврилов, И.Е. Гребенев*, А.А. Антонов

ФГУП «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск
E-mail: polus@online.tomsk.net
*ООО «Наука, Техника, Медицина», г. Томск
E-mail: grebenev@ntm.tomsk.ru

Разработана математическая модель полупроводникового импульсного преобразователя, основанная на решении системы дифференциальных уравнений Максвелла с определением уровней и формы токов в коммутируемых и паразитных контурах с помощью САПР OrCAD. Создано программное обеспечение, позволяющее производить оценку излучаемых преобразователем составляющих электромагнитных помех уже на стадии проектирования.

Создание принципиально новых искусственных интеллектуальных систем многоуровневой информатизации, развитие телекоммуникационных и мобильных систем связи невозможно без обеспечения их устойчивости к внешним электромагнитным воздействиям, создаваемым электротехническим оборудованием, находящимся в непосредственной близости.

Использование быстродействующих силовых полупроводниковых элементов в любых системах электропитания позволяет существенно улучшить массогабаритные параметры преобразователей, а также значительно повысить их КПД (более 90 %). В то же время импульсные преобразователи (ИП) имеют повышенный уровень индустриальных электромагнитных помех (ЭМП) как по цепям пи-

тания, так и по излучаемым электромагнитным полям, которые распространяются практически на весь основной защищаемый диапазон частот – от 9 кГц до 1000 МГц [1]. Индустриальные ЭМП существенно осложняют электромагнитную обстановку при компактном расположении полупроводниковых источников питания с различными бортовыми радиоэлектронными системами (РЭС), чем обусловливается актуальность обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) данных ИП с бортовыми РЭС, которые являются основными источниками питания бортовых систем. Поэтому для решения поставленных задач необходимо уже на стадии проектирования не только определять порядковые уровни ЭМП от ИП, но и предусмотреть защитные мероприятия для устранения их влияния на РЭС различного назначения.

Классические модели распространения электромагнитного поля основаны на решении системы дифференциальных уравнений Максвелла и применимы для элементарных излучателей: короткого диполя и контура малой площади. Экспериментальные измерения показали, что электромагнитное поле ИП обладает сложной диаграммой излучения [2] и имеет явно выраженный низкоомный характер [3], поэтому для описания его распространения достаточно в первом приближении рассмотреть только модель контура малой площади [4]. Тогда напряжённости магнитного (H) и электрического (E) полей можно определять общей системой уравнений Максвелла [3] в сферических системах координат r, φ, θ (рис. 1), описывающей излучаемое электромагнитное поле от небольшого контура площадью S, м^2, находящегося в диэлектрической среде с магнитной проницаемостью μ и диэлектрической проницаемостью ε (для воздушной среды и вакуума $\varepsilon\approx 8{,}854\cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\mu\approx 1{,}257\cdot 10^{-8}$ Гн/м), по которому течёт синусоидальный ток I, А, с длиной волны λ, м:

$$\left.\begin{aligned} E_r &= 0; \\ E_\theta &= 0; \\ E_\varphi &= 2\pi^2\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} IS\lambda^{-3}(\beta - j\beta^2)\sin(\theta). \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} H_r &= 4\pi^2 IS\lambda^{-3}(j\beta^2 + \beta^3)\cos(\theta); \\ H_\theta &= -2\pi^2 IS\lambda^{-3}(\beta - j\beta^2 - \beta^3)\sin(\theta); \\ H_\varphi &= 0, \end{aligned}\right\}$$

где $\beta = \dfrac{\lambda}{2\pi r}$.

Допущение о том, что сопротивление контура $r\to 0$, значительно упрощает модель распространения электромагнитного поля и не вносит существенной погрешности в результат вычисления, т.к. импеданс реальных контуров имеет конечное численное значение, которое мало [2].

Реальный ток элементов в коммутируемых контурах импульсного источника питания имеет явно выраженный несинусоидальный характер, и для анализа ЭМП необходимо использовать его амплитудно-частотные спектры, получаемые путём математического преобразования, например преобразования Фурье. Обобщенная форма ряда Фурье [4] имеет вид

$$f(t) = 0{,}5A_0 + \sum_{n=1}^{\infty}[A_n\sin(\omega t) + B_n\cos(\omega t)],$$

где ω – частота.

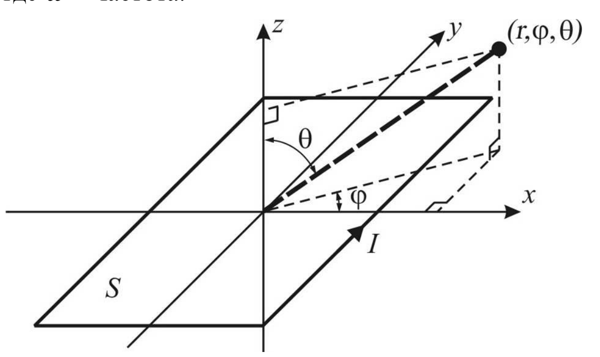


Рис. 1. *Система координат излучающего контура малой площади*

Коэффициенты A_n и B_n рассчитываются по формулам:

$$A_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\cos(\omega_n t)dt;$$

$$B_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\sin(\omega_n t)dt.$$

Все САПР, предназначенные для анализа электронных схем, используют численные методы расчета, которые в результате дают не непрерывную, а дискретную функцию тока с интервалом времени Δt. Сигнал произвольной формы может быть проанализирован с помощью дискретного преобразования Фурье:

$$A_m = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\cos(2\pi m\frac{n}{N}),$$

$$B_m = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\sin(2\pi m\frac{n}{N}).$$

где N – количество точек дискретизации.

Ось времени представлена как (n/N), а ось частоты – как $m/N\Delta t$.

Картина спектра свертывается в точке $m=N/2$, поэтому максимальное число гармоник, которое может быть проанализировано, составляет $1/2\Delta t$. Таким образом, при построении спектра до граничной частоты $F_{гр}$ максимальный интервал дискретизации (по теореме Котельникова) должен составлять

$$\Delta t = \frac{2}{F_{гр}}.$$

Современные САПР (например, OrCAD) позволяют производить преобразование Фурье для рассчитанных токов и напряжений и оценивать уровень кондуктивных помех.

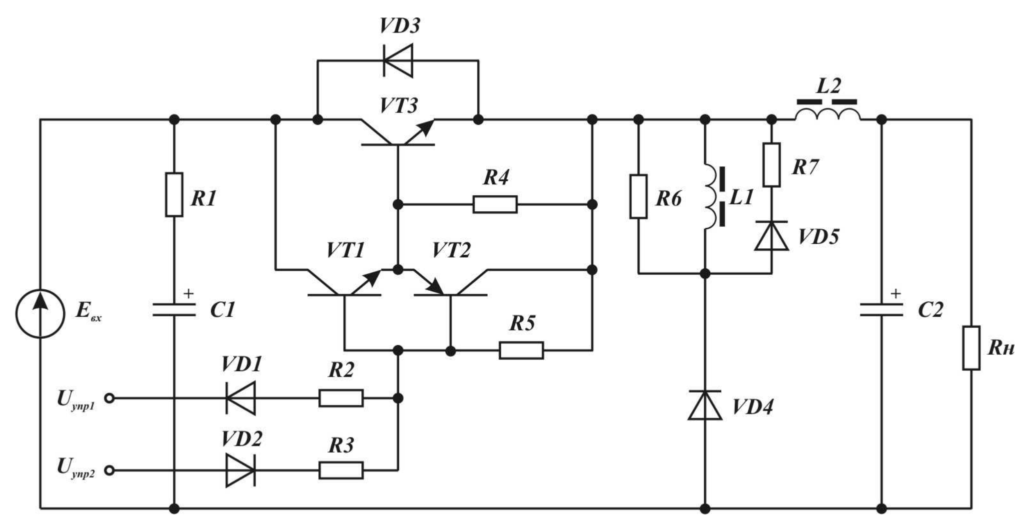


Рис. 2. *Схема понижающего широтно-импульсного преобразователя*

При расчете электромагнитных помех реальных ИП необходимо в их схеме замещения учитывать паразитные параметры монтажа. Все модели активных компонентов включают внутренние паразитные параметры, поэтому дополнительно следует учитывать активное сопротивление и индуктивность выводов, а также паразитные параметры пассивных компонентов, которые наиболее сильно влияют на картину спектра в области высоких частот (свыше 30 МГц).

Граничная частота $F_{гр}$, Гц, при которой паразитные параметры соединительных кабелей и проводников печатной платы можно представить в виде сосредоточенных параметров, составляет [4]

$$F_{гр} = 0,1\frac{c}{\ell},$$

где c – скорость света в вакууме, равная $3 \cdot 10^8$ м/с, ℓ – длина проводника, м.

Т.е. эти цепи являются электрически короткими ($\ell < 0,1\lambda$). Например, для монтажа при ℓ_{max}=10 см, $F_{гр}$=300 МГц. Как правило, длина питающих кабелей больше, чем у проводников печатной платы, поэтому данную цепь с распределенными параметрами необходимо представить как несколько по-

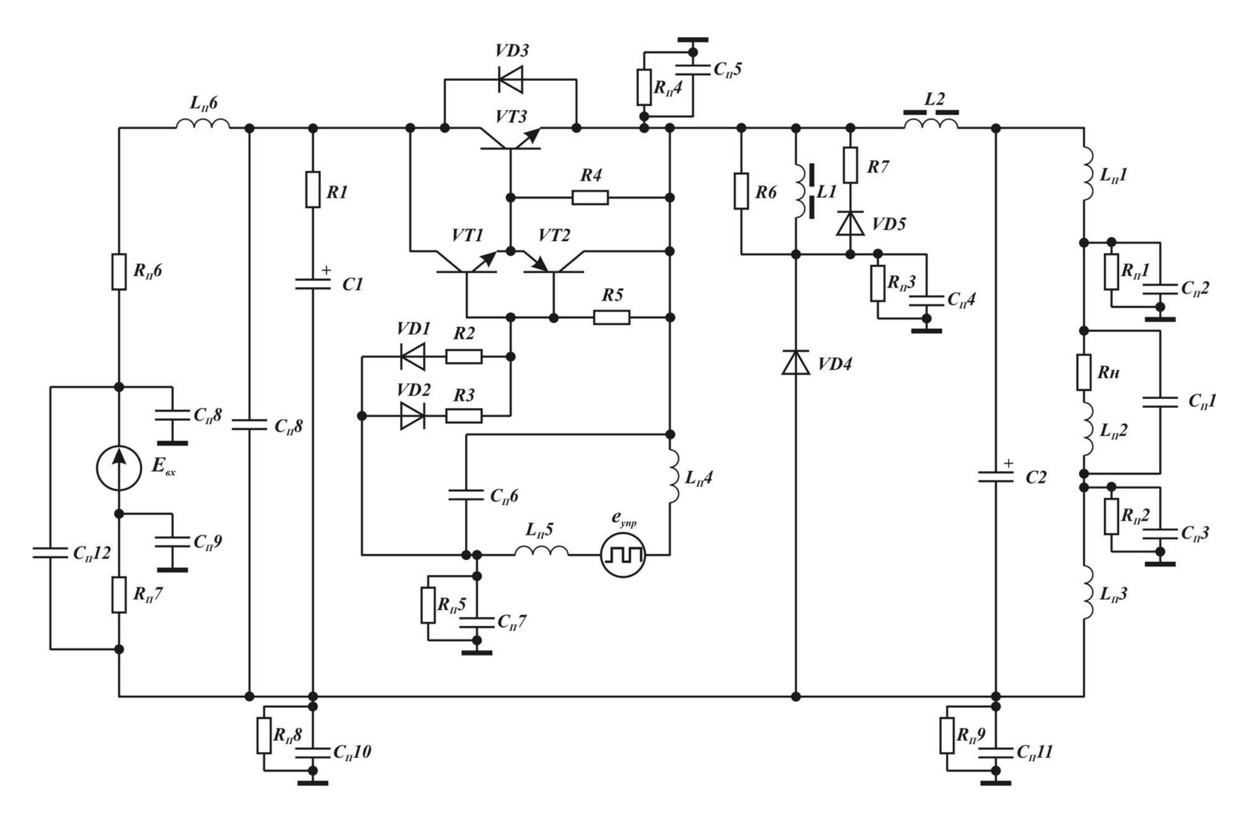


Рис. 3. *Схема замещения ИП без учета паразитных параметров выводов элементов*

следовательных коротких цепей длиной, равной максимальной длине проводника печатной платы.

На рис. 2 показана принципиальная схема понижающего широтно-импульсного преобразователя (ШИП), для которого проводится расчет [5], а на рис. 3 – его схема замещения.

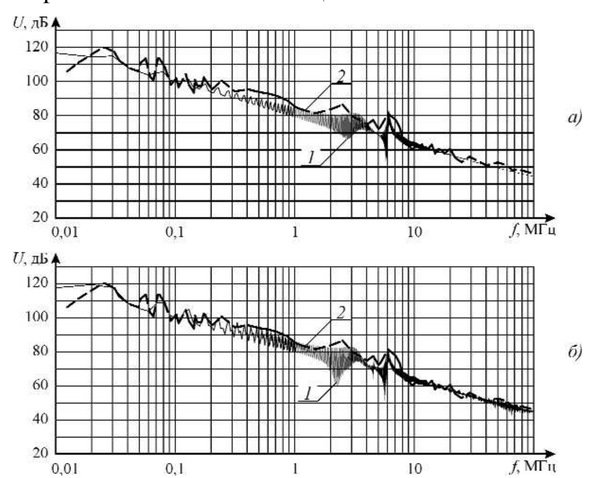


Рис. 4. *Уровень кондуктивных помех по цепи питания без учета (а) и с учетом (б) паразитных параметров: 1) расчетное; 2) экспериментальное значение*

На рис. 4, *а*, показан уровень кондуктивных помех, рассчитанный с помощью программы OrCAD для данного ШИП, без учета паразитных параметров выводов элементов.

Расчетный уровень кондуктивных помех (кривая 1) отличается от экспериментального (кривая 2) во всем измеряемом диапазоне частот. В области верхних частот (выше 10 МГц) расчетный уровень помех (кривая 1) не имеет пиков, что объясняется отсутствием в модели паразитных резонансных контуров, которые обусловлены монтажом преобразователя.

На рис. 4, *б*, показан уровень кондуктивных помех, рассчитанных по схеме замещения (рис. 5) с учетом паразитных параметров выводов элементов, а также паразитной связи монтажа между выводами и «землей».

Экспериментальная кривая 2 построена как огибающая по максимальным точкам и с высокой точностью совпадает с расчетным спектром (кривая 1). Расчетный уровень кондуктивных помех по цепи питания с учетом паразитных параметров (рис. 4, *б*, кривая 1) отличается на 3...5 дБ в области нижних и на 3...8 дБ в области верхних частот от расчетного уровня тех же помех без учета паразитных параметров схемы (рис. 4, *а*, кривая 1).

Сравниваемый расчетный уровень кондуктивных помех (рис. 4, *б*, кривая 1) отличается от экспериментального (кривая 2) на 1...3 дБ. Хотя учитываемые паразитные параметры имеют малые численные значения (ед. пФ, нГн, мОм), но они влияют на уровень помех во всем защищаемом диапазоне частот, что доказывает необходимость их учета даже при расчете спектров в области низких частот (до 1 МГц).

Наиболее трудоемко определение номиналов элементов с паразитными связями на стадии проектирования. Эти номиналы чаще всего выбираются ориентировочно, хотя и в уже изготовленных преобразователях не все параметры можно точно оценить, а измерять их на стадии сборки нецелесообразно. Поэтому при расчете спектров и появляются

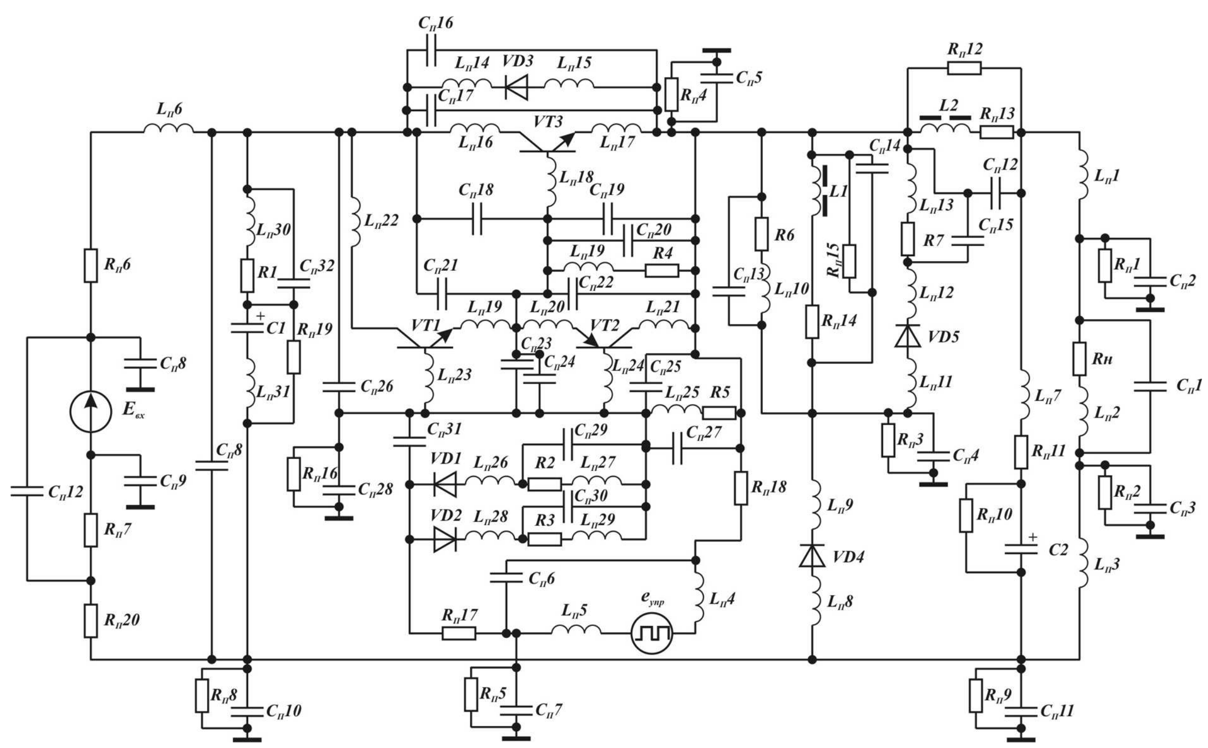


Рис. 5. *Схема замещения ИП с учетом паразитных параметров выводов элементов*

незначительные расхождения от реального уровня кондуктивных помех. Также ориентировочный выбор значений паразитных элементов и учет не всех параметров (например, таких, как емкость между далеко расположенными проводниками) не только могут приводить к незначительному изменению амплитуды спектра, но и влиять на резонансные частоты. Как видно из рис. 4, *б*, при измеренной частоте резонанса 2,3 МГц расчетное значение составило 2,7 МГц, а при измеренном значении 4,3 МГц расчетная резонансная частота была равна 4,4 МГц.

Суммарный расчет результирующего поля, излучаемого всеми контурами, с достаточной точностью (1...3 дБ) можно представить в виде:

$$E_{\varphi}(r) = \sum_{i=1}^{N} E_{\varphi i}(r, S_i, \varphi_i, I_i); \quad (1)$$

$$H_r(r) = \sum_{i=1}^{N} H_{ri}(r, S_i, \varphi_i, I_i); \quad (2)$$

$$H_{\theta}(r) = \sum_{i=1}^{N} H_{\theta i}(r, S_i, \varphi_i, I_i). \quad (3)$$

Такая модель электромагнитного поля преобразователя не учитывает ни наводки на соседние контуры, ни эффекты отражения от печатных плат (что особенно актуально для многослойных печатных плат). Но учитывать такие эффекты в реальных схемах практически невозможно, т.к. это пришлось бы делать еще на стадии расчета токов в контурах. Это условие значительно усложняет вычисления, а также модели электронных компонентов и существенно увеличивает количество паразитных параметров монтажа.

Для оценки уровня ЭМП ИП также можно учитывать только силовые контуры, где коммутационные токи на порядок превышают токи, протекающие по цепи управления преобразователя. Однако, когда площадь контура управления превышает площадь силового контура больше чем в 10 раз, то такой слаботочный контур излучает так же, как и коммутируемый с большими значениями тока, поэтому и его излучение необходимо учитывать [6, 7].

При расчете ЭМП требуется производить арифметические операции сложения и вычитания амплитуды спектров, чего САПР, например OrCAD, не обеспечивают, поэтому приходится прибегать к различным математическим пакетам (MathCAD, MathLAB и др.) либо разрабатывать специализированное программное обеспечение, совместимое с САПР. Это надо для того, чтобы использовать САПР как начальное средство расчета напряженности ЭМП (для определения токов в контурах), т.е. сохранять результаты расчета в доступном для анализа формате.

В наиболее распространенной системе OrCAD результаты расчета хранятся в формате CSDF, поэтому ее целесообразно применять при расчете значений токов в коммутируемых контурах. Основной недостаток формата CSDF – неравномерность времени дискретизации, что требует дополнительных вычислений, т.е. при импортировании такого файла приходится производить интерполяцию функции тока, приводя его к постоянному времени дискретизации, что необходимо для использования быстрого преобразования Фурье. Если функция тока удовлетворяет теореме Котельникова, достаточно линейной интерполяции, которая наименее ресурсоемка, в то время как сплайновая интерполяция или полиноминальная приводит к значительным затратам ресурсов ПЭВМ и не повышает точности вычислений помехового электромагнитного поля. Для выполнения расчетов ЭМП нами разработано специализированное программное обеспечение на основе быстрого преобразования Фурье, где дискретная входная функция тока (выходных данных системы OrCAD), которая имеет непостоянное время дискретизации, определяется с помощью ее линейной интерполяции.

На рис. 6 приведены расчетный (кривая 1) и экспериментальный (кривая 2) уровни напряженности электрической и магнитной составляющих электромагнитного поля от силового излучающего контура площадью 10 см², рассчитанные с помощью разработанного программного обеспечения.

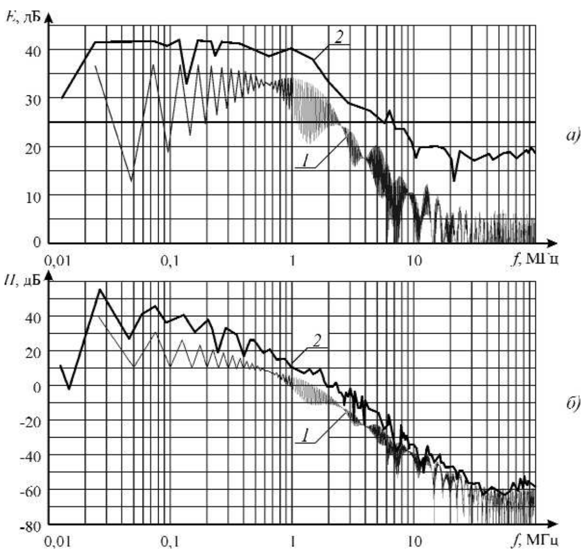


Рис. 6. *Напряженность электромагнитного поля от силового контура: а – электрическая; б – магнитная составляющая; 1) расчетное; 2) экспериментальное значение*

Уровень напряженности электромагнитного поля *E* (рис. 6, *а*), излучаемого одним контуром, существенно ниже во всем защищаемом диапазоне частот, чем уровень напряженности поля, излучаемого всем ИП в целом, а магнитная составляющая его (рис. 6, *б*) определяется в основном этим силовым контуром при экранированных магнитных элементах (дросселях).

Различие экспериментального и расчетного уровней напряженности весьма существенно, т.к. большинство токов, таких, как обратной ток диода во время восстановления проводимости, сравнимо

с током, протекающим через силовой ключ. Кроме того, множество слаботочных контуров, имеющих различное направление токов, могут как компенсировать друг друга, так и складываться, усиливая напряженность электромагнитного поля.

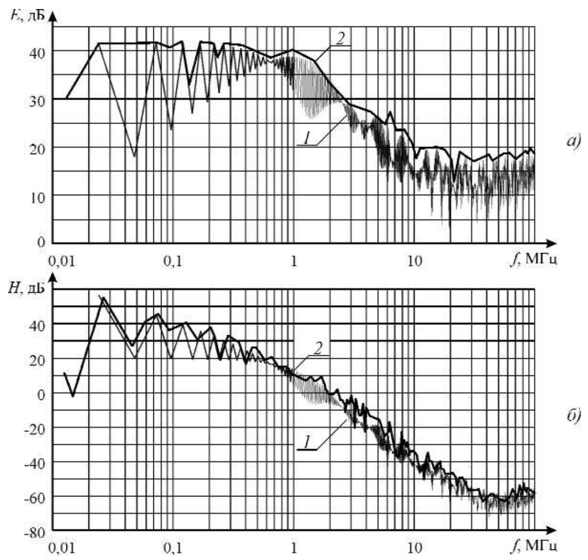


Рис. 7. *Напряженность электромагнитного поля, излучаемого силовым контуром: а – электрическая; б – магнитная составляющие; 1) расчетное, 2) экспериментальное значение*

На рис. 7, *а*, *б*, приведены расчетный (кривая 1) и экспериментальный (кривая 2) уровни радиопомех с учетом всех контуров. Расчетное значение электрической составляющей ЭМП с учетом всех контуров (рис. 7, *а*, кривая 1) существенно отличается от расчетного уровня напряженности электрического поля, излучаемого силовым контуром, по амплитуде во всем защищаемом диапазоне частот, а в частотной области свыше 10 МГц – и по форме спектра.

Приведенное расчетное значение напряженности электрического поля (рис. 7, *а*, кривая 1) точно совпадает в области низких частот (до 1 МГц) с расчетным значением электрической составляющей электромагнитного поля, а в области высоких частот сказываются неучтенные переотражения и связи соседних проводников, которые несущественно влияют на общую картину спектра. Эти связи обусловлены ЭМП, создаваемыми токами в проводниках источников и наводящими токи помех в электрических цепях рецепторов. На низких частотах, когда действующие помехи соответствуют ближней зоне излучения, взаимодействие проводников определяется емкостной и индуктивной составляющими связи, учет которых значительно усложняет схему замещения ИП [7].

Рассчитанная напряженность магнитного поля (рис. 7, *б*, кривая 1) практически не отличается от огибающей экспериментального спектра, а низкий уровень в частотной области свыше 1 МГц обусловливается экранированием магнитных элементов. Магнитные элементы преобразователей зачастую расположены в цельных металлических экранах, которые ослабляют помехи на 100 дБ и более, и поэтому их влияние зачастую не столь существенно, как контурное излучение. Без экранирования магнитных элементов излучение от них необходимо учитывать.

Таким образом, расчет составляющих электромагнитных помех как по цепям питания, так и по помеховому электромагнитному полю дает приемлемый результат порядковой оценки их уровней уже на стадии проектирования импульсных полупроводниковых преобразователей, что подтверждается экспериментальными данными. Определяя максимальные уровни электрической и магнитной составляющих помеховых полей импульсных преобразователей по формулам (1–3), можно адекватно оценивать электромагнитную обстановку при компактном расположении ИП с бортовыми РЭС в автономных объектах, целенаправленно и эффективно применять мероприятия и способы защиты, а также фильтрации в зависимости от выявленного характера и спектра электромагнитных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ Р 51320-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи индустриальные. Методы испытаний технических средств – источников индустриальных радиопомех. – М.: Госстандарт РФ, 1999.
2. Селяев А.Н., Гаврилов А.М., Гребенев И.Е. Оценка помеховых электромагнитных полей импульсных преобразователей электрической энергии // Энергетика: экология, надежность, безопасность: Матер. 10-й Всерос. науч.-техн. конф. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – С. 171–174.
3. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами / Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 238 с.
4. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции / Пер. с англ. В.С. Кармышев, Л.Н. Кечиев. – М.: Изд. дом «Технологии», 2003. – 540 с.
5. Глазенко Т.А., Сеньков В.И. Прогнозирование высокочастотных помех, создаваемых транзисторными широтно-импульсными преобразователями // Электричество. – 1984. – № 12. – С. 21–30.
6. Особенности помеховых электромагнитных полей в ближней зоне излучения от импульсных преобразователей электрической энергии / А.И. Чернышев, Ю.А. Шиняков, А.Н. Селяев, А.М. Гаврилов // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2003. – № 1–2. – С. 80–92.
7. Чернышев А.И., Шиняков Ю.А., Селяев А.Н., Гаврилов А.М., Гребенев И.Е., Антонов А.А. Математическая модель для оценки параметров электромагнитной совместимости импульсных преобразователей энергии // Матер. VI Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. – СПб.: Изд-во СПб ГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 16–20.